

## BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

09/99-892



REC'D 25 JUL 2000

WIPO

PCT

DE<sup>00</sup>/01385

E JU

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung  
einer Patentanmeldung

Aktenzeichen:

100 21 273.5

Anmeldetag:

26. April 2000

Anmelder/Inhaber:

Institut für Halbleiterphysik Frankfurt (Oder) GmbH,  
Frankfurt, Oder/DE

Bezeichnung:

Oszillator mit veränderbarer Induktivität

Zusatz:

zu DE 199 25 742.6

IPC:

H 03 B, H 03 L

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Anmeldung.

München, den 30. Juni 2000

Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident

Im Auftrag

Nietie

PRIORITY  
DOCUMENTSUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



B 2804 00



Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlsdorfer Straße 25 g \* 14778 Jeserig

[IHP 182 00 Zusammenfassung]

### Zusammenfassung

Die Erfindung betrifft einen Oszillator mit veränderbarer Induktivität gemäß Patentanmeldung DE 199 25 742, insbesondere zur Realisierung integrierter spannungsgesteuerter Oszillatoren für den unteren GHz-Bereich.

Es ist Aufgabe der Erfindung, einen Oszillator mit einer veränderbaren Induktivität vorzuschlagen, mit dem insbesondere bei geringem Phasenrauschen und Phasenjitter eine kontinuierliche Frequenzdurchstimmbarkeit in einem weiten Bereich erzielbar ist.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, dass bei einem Oszillator mit einem LC-Schwingkreis mit mindestens einer Induktivität über eine mit der Oszillatorfrequenz betätigte Schaltvorrichtung eine weitere Induktivität periodisch in Reihe schaltbar ist und dass ein Steuerungseingang der Schaltvorrichtung an eine veränderbare Gleichspannung angeschlossen ist. Entsprechend dem Verhältnis der Dauer des leitenden Zustandes und der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen innerhalb einer Schwingungsperiode des Oszillators ist die zeitgemittelte, wirksame Induktivität in Abhängigkeit von dem Wert der Steuerspannung veränderbar. Die zeitgemittelte wirksame Induktivität lässt sich dadurch in einem weiten Bereich ändern.

(hierzu Fig. 1)

Belegexemplar  
Dieses Werk gezeichnet worden

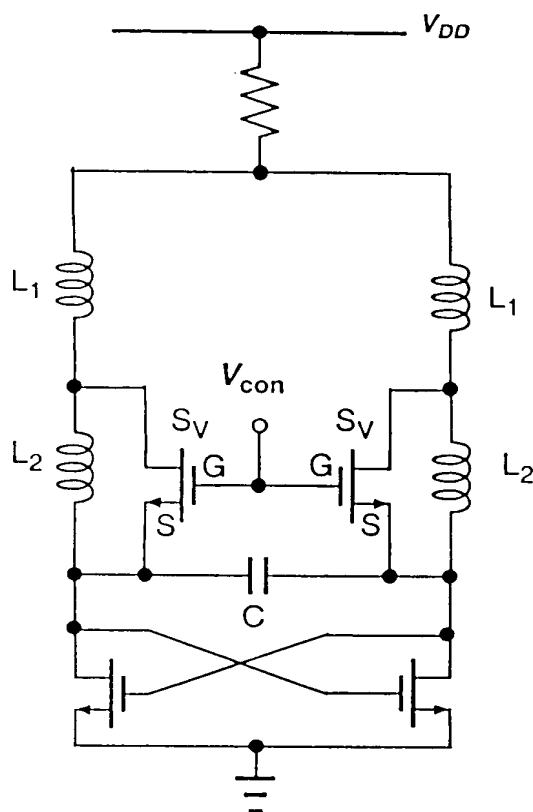
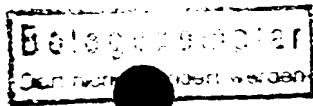


Fig. 1



B 25 04 00

Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlsdorfer Straße 25 g \* 14778 Jeserig

(11P 182 (1) Besch.)

## Oszillator mit veränderbarer Induktivität

Die Erfindung betrifft einen Oszillator mit veränderbarer Induktivität gemäß Patentanmeldung DE 199 25 742, insbesondere zur Realisierung integrierter spannungsgesteuerter Oszillatoren für den unteren GHz-Bereich.

In integrierten Schaltungen werden spannungsgesteuerte Oszillatoren meist in Form von Ringoszillatoren oder LC-Oszillatoren verwendet. Ringoszillatoren zeichnen sich durch eine hohe Frequenzdurchstimmbarkeit aus. Dieser Vorteil wird jedoch durch ein starkes Phasenrauschen und ein starkes Phasenjitter beeinträchtigt. Bei LC-Oszillatoren wird die Frequenzdurchstimmbarkeit vorwiegend mit Hilfe variabler Kapazitäten, beispielsweise Kapazitätsdioden, herbeigeführt. Diese Oszillatoren weisen zwar ein geringeres Phasenrauschen und ein geringeres Phasenjitter auf, jedoch ist die Frequenzdurchstimmbarkeit meist erheblich eingeschränkt.

In der JP 093 215 38 A wird eine spannungsgesteuerte LC-Oszillatorschaltung beschrieben, bei der mit Hilfe eines Schalttransistors ein Teil der Induktivität für bestimmte Zeitabschnitte kurzgeschlossen wird, wodurch sich die induktive Komponente zeitweise derart verringert, dass ein wechselweiser Betrieb des Oszillators in zwei Frequenzbändern möglich ist.

Abgesehen von dem Schaltvorgang, der wesentlich langsamer als die Periodendauer in dem angestrebten Frequenzbereich ist, gestattet eine derartige Lösung nicht das kontinuierliche Durchstimmen der Frequenz in einem weiten Frequenzbereich.

Ein ähnliches Prinzip wird auch in: A. Kral et al "RF-CMOS-Oscillators with Switched Tuning", Custom Integrated Circuits Conference (CICC'98), pp. 555 - 558 beschrieben. Bei einem vollintegrierten CMOS-Oszillator für einen Frequenzbereich zwischen 1 und 2 GHz wird ein Durchstimmbereich von etwa 26% durch das Schalten zwischen mehreren diskreten Induktivitätswerten erzielt.

Neben dem Einsatz von Schaltelementen, die das Phasenrauschen und das Phasenjitter negativ beeinflussen, tritt bei dieser Lösung der Nachteil zu Tage, dass trotz einer hohen Komplexität der Schaltung nur ein relativ begrenzter Durchstimmbereich der Frequenz erzielt werden konnte.

4

B 25.04.00

Zudem kann durch das Schalten diskreter Induktivitätswerte nur ein quasikontinuierliches Durchstimmen der Frequenz erzeugt werden, welches durch kapazitives Durchstimmen ergänzt werden muss.

In integrierten Radiosystemen muss der Oszillator einen relativ großen Durchstimmbereich besitzen, um Technologie- und Temperaturschwankungen auszugleichen sowie das Empfangs- bzw. Sendeband zu überdecken.

Bei immer kleiner werdenden Betriebsspannungen in modernen Technologien wird der verfügbare Spannungsbereich für die Kontrollspannung des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) immer kleiner. Damit wächst die notwendige Empfindlichkeit der Schwingfrequenz des Oszillators gegenüber Kontrollspannungsänderungen. Dies hat zur Folge, dass bei der Integration des VCOs in einer Phase-locked Loop (PLL) das Rauschen der Kontrollspannung ein starkes Phasenrauschen bewirkt. Dieses Problem verschärft sich bei Skalierung der Technologie, welche mit der Verringerung der Versorgungsspannung einhergeht.

Es ist somit Aufgabe der Erfindung, einen Oszillator mit einer veränderbaren Induktivität vorzuschlagen, mit dem die Nachteile des Standes der Technik beseitigt werden und mit dem insbesondere bei geringem Phasenrauschen und Phasenjitter eine kontinuierliche Frequenzdurchstimmbarkeit in einem weiten Bereich erzielbar ist.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, dass bei einem Oszillator mit einem LC-Schwingkreis mit mindestens einer Induktivität über eine mit der Oszillatorfrequenz betätigte Schaltvorrichtung eine weitere Induktivität periodisch in Reihe schaltbar ist und dass ein Steuereingang der Schaltvorrichtung an eine veränderbare Gleichspannung angeschlossen ist. Vorteilhafterweise ist mehreren Induktivitäten über je eine steuerbare Schaltvorrichtung eine weitere Induktivität periodisch in Reihe schaltbar. Die steuerbaren Schaltvorrichtungen weisen periodisch einen leitenden und anschließend einen nichtleitenden Zustand auf. Sie sind durch eine veränderbare Steuerspannung steuerbar. Dabei ist das Verhältnis der Dauer des leitenden Zustandes und der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen innerhalb einer Schwingungsperiode des Oszillators in Abhängigkeit von dem Wert der Steuerspannung veränderbar. Entsprechend dem Verhältnis der Dauer des leitenden Zustandes und der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen innerhalb einer Schwingungsperiode des Oszillators ist die zeitgemittelte, wirksame Induktivität in Abhängigkeit von dem Wert der Steuerspannung veränderbar.



Die steuerbaren Schaltvorrichtungen sind vorteilhafterweise Schalttransistoren und insbesondere MOSFET, deren Gate-Anschlüsse an den Eingang der Steuerspannung und deren Source-Anschlüsse an die Oszillatorfrequenz führende Teile der Schaltungsanordnung geschaltet sind. Vorteilhafterweise ist der Oszillator in einer CMOS- oder bipolaren Technologie ausgeführt und ist bevorzugt in Frequenzsynthesizern für Breitbandssysteme sowie für Multibandanwendungen und für die Takterzeugung und Taktrückgewinnung in Hochgeschwindigkeitsschaltungen, wie beispielsweise Mikroprozessoren und Speichern, einsetzbar.

Die Lehre der Erfindung besteht in dem Ersatz der Spulen in einem Schwingkreis durch Paare in Reihe geschalteter Spulen, von denen jeweils eine der Spulen mit einem periodisch geöffneten und geschlossenen Schalter verbunden ist. Damit ist jeweils nur eine Spule beziehungsweise die Reihenschaltung beider Spulen wirksam. Die Zeitspanne, während der der Schalter innerhalb einer Schwingungsperiode geschlossen ist, wird durch eine Steuerspannung kontrolliert. Die zeitgemittelte wirksame Induktivität lässt sich dadurch in einem weiten Bereich ändern. Das hat die angestrebte kontinuierliche Durchstimmbarkeit der Frequenz zur Folge.

Die Merkmale der Erfindung gehen außer aus den Ansprüchen auch aus der Beschreibung und den Zeichnungen hervor, wobei die einzelnen Merkmale jeweils für sich allein oder zu mehreren in Form von Unterkombinationen schutzfähige Ausführungen darstellen, für die hier Schutz beansprucht wird. Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden näher erläutert. In den zugehörigen Zeichnungen zeigen:

Fig. 1 - einen erfindungsgemäßen Oszillator,

Fig. 2 - ein weiteres Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Oszillators,

Fig. 3 - eine Kombinationsschaltung eines VCO mit einer PLL und

Fig. 4 - eine Kombinationsschaltung eines VCO mit zwei PLLs.

Beispiel 1:

Fig. 1 zeigt einen erfindungsgemäßen LC-Oszillator mit zwei zusammenwirkenden Halbleiterschaltern und einer Kapazität  $C$ . Die Induktivitäten  $L_1$  sind in zwei Zweigen angeordnet. Den beiden Induktivitäten  $L_1$  ist jeweils eine weitere Induktivität  $L_2$  zugeordnet, die durch je eine Schaltvorrichtung  $S_V$  zu den ersten Induktivitäten  $L_1$  in Reihe schaltbar sind.

Die Gate-Anschlüsse  $G$  der als MOSFET ausgeführten Schaltvorrichtungen  $S_V$  sind an einen Eingang  $V_{con}$  für eine Steuerspannung  $U_{con}$  geschaltet, während die Source-Anschlüsse  $S$  mit dem die Oszillatorfrequenz führenden Ausgang des Oszillators verbunden sind.

Wenn die Schaltvorrichtung  $S_V$  geschlossen ist, hat die Gesamtinduktivität einen niedrigeren Wert als bei geöffneter Schaltvorrichtung  $S_V$ . Die Schaltvorrichtung  $S_V$  wird mit der Schwingfrequenz moduliert.

Die Funktion des erfindungsgemäßen Oszillators ist folgende: Die beiden Schaltvorrichtungen  $S_V$ , in diesem Ausführungsbeispiel zwei MOSFET, sind bei einer niedrigen Steuerspannung  $U_{con}$  am Eingang  $V_{con}$  während des größten Teils einer Schwingungsperiode des Oszillators geöffnet. Dieser Zustand tritt ein, solange die Gate-Source-Spannung den Schaltpunkt der Schaltvorrichtungen  $S_V$  nicht übersteigt. Während der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  sind die weiteren Induktivitäten  $L_2$  zu den ersten Induktivitäten  $L_1$  wirksam, wodurch sich der Gesamtwert der wirksamen Induktivität vergrößert. Für einen geringen Teil der Schwingungsperiode übersteigt die Gate-Source-Spannung den Schaltpunkt der Schaltvorrichtungen  $S_V$ . Für die Dauer des nunmehr leitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  sind nur die ersten Induktivitäten  $L_1$  wirksam. Entsprechend dem Verhältnis der längeren Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  zu der kürzeren Dauer ihres leitenden Zustandes ergibt sich eine relativ große zeitgemittelte, wirksame Induktivität. Die daraus resultierende Oszillatorfrequenz ist entsprechend niedrig.

Bei einer erhöhten Steuerspannung  $U_{con}$  sind die beiden Schaltvorrichtungen  $S_V$  nur während eines geringeren Teils der Schwingungsperiode geöffnet und während ihres größeren Teils geschlossen. Entsprechend dem Verhältnis der kürzeren Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  zu der längeren Dauer ihres leitenden Zustandes ergibt sich eine relativ kleine zeitgemittelte, wirksame Induktivität. Die daraus resultierende Oszillatorfrequenz ist entsprechend höher als bei geringerer Steuerspannung  $U_{con}$ .

Der erfindungsgemäße Oszillator ist in vollintegrierter Bauweise sowohl in einer CMOS- als auch in einer bipolaren Technologie ausführbar. Er ist in vorteilhafter Weise in Frequenzsynthesizern für Breitbandssysteme sowie für Multibandanwendungen und für die Takterzeugung und Taktrückgewinnung in Hochgeschwindigkeitsschaltungen, wie Mikroprozessoren und Speicher, einsetzbar.



Beispiel 2:

Fig. 2 zeigt eine Kombination von induktiver und kapazitiver Abstimmung. Neben der induktiven Abstimmung, ist zusätzlich eine kapazitive Abstimmung möglich.

Die induktive Abstimmung basiert auf dem im ersten Ausführungsbeispiel erläuterten Prinzip. Im Gegensatz zum ersten Ausführungsbeispiel sind jedoch die Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  parallel geschaltet. Die beiden Schaltvorrichtungen  $S_V$  sind bei einer niedrigen Steuerspannung  $U_{con}$  am Eingang  $V_{con}$  während des größten Teils einer Schwingungsperiode des Oszillators geöffnet. Dieser Zustand tritt ein, so lange die Gate-Source-Spannung den Schwellenwert der Schaltvorrichtungen  $S_V$  nicht übersteigt. Während der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  sind nur die ersten Induktivitäten  $L_1$  wirksam. Für einen geringen Teil der Schwingungsperiode übersteigt die Gate-Source-Spannung den Schwellenwert der Schaltvorrichtungen  $S_V$ . Für die Dauer des nunmehr leitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  sind die weiteren Induktivitäten  $L_2$  zu den ersten Induktivitäten  $L_1$  parallel geschaltet, wodurch sich der Gesamtwert der wirksamen Induktivität in einer Funktion der Zeit verringert. Entsprechend dem Verhältnis der längeren Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  zu der kürzeren Dauer ihres leitenden Zustandes ergibt sich eine relativ große zeitgemittelte, wirksame Induktivität. Die daraus resultierende Oszillatorfrequenz ist entsprechend niedrig.

Bei einer erhöhten Steuerspannung  $U_{con}$  sind die beiden Schaltvorrichtungen  $S_V$  nur während eines geringeren Teils der Schwingungsperiode geöffnet und während ihres größeren Teils geschlossen. Entsprechend dem Verhältnis der kürzeren Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen  $S_V$  zu der längeren Dauer ihres leitenden Zustandes ergibt sich eine relativ geringe zeitgemittelte, wirksame Induktivität. Die daraus resultierende Oszillatorfrequenz ist entsprechend hoch.

Zur kapazitiven Abstimmung ist eine veränderbare Kapazität im Schwingkreis integriert, welche in diesem Ausführungsbeispiel mittels zweier p-MOSFET  $M_1, M_2$  als veränderbare Kapazitätsdioden realisiert ist. Der Eingang  $V_{con}$  ermöglicht eine Abstimmung der Frequenz nach dem im ersten Ausführungsbeispiel beschriebenen Prinzip, während eine Kontrollspannung  $U_{tune}$  am Eingang  $V_{tune}$  die Schwingfrequenz über die zeitgemittelte Kapazität bestimmt. Man kann nun  $V_{con}$  benutzen, um Technologieschwankungen zu kompensieren, während  $V_{tune}$  für die Feinabstimmung mittels einer Phase-locked Loop PLL benutzt wird, wie in Fig. 3 gezeigt. Dabei sind der Eingang  $V_{tune}$  des VCO mit dem Ausgang der Phase-locked Loop PLL und der Oszillatorausgang des spannungsgesteuerten Oszillators VCO mit dem Eingang der Phase-locked Loop PLL verbunden.



Dabei kann ein relativ geringer VCO-Gain  $K = df_0 / dU_{\text{tune}}$  benutzt werden. Somit wird die Auswirkung des Rauschens innerhalb der Phase-locked Loop **PLL** auf das Phasenrauschen des spannungsgesteuerten Oszillators **VCO** minimiert. Das Rauschen der induktiven Kontrollspannung am Eingang  $V_{\text{con}}$  kann mittels einer großen Kapazität abgeblockt werden.

Beispiel 3:

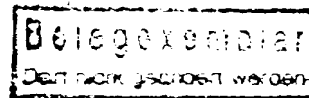
Eine modifizierte Variante ist in **Fig. 4** dargestellt. Dort ist der Oszillatorausgang mit den Eingängen zweier Phase-locked Loops **PLL1** und **PLL2** verbunden. Der Eingang  $V_{\text{tune}}$  des spannungsgesteuerten Oszillators **VCO** ist mit dem Ausgang der Phase-locked Loop **PLL1** verbunden, während der Eingang  $V_{\text{con}}$  des spannungsgesteuerten Oszillators **VCO** an den Ausgang der Phase-locked Loop **PLL2** angeschlossen ist.

Die Phase-locked Loop **PLL2** dient dazu, technologische und Temperaturschwankungen zu kompensieren, während die Phase-locked Loop **PLL1** zur Feinabstimmung der Schwingfrequenz dient.

Diese Methode eignet sich besonders für ein Modulationsverfahren, welches als Frequency Hopping bezeichnet wird. Dies ist ein spezielles Code Division Multiple Access Verfahren (CDMA), bei dem Sende- und Empfangsfrequenz nach einem vorgegebenen Code zeitlich geändert werden. Dies kann mittels Phase-locked Loop **PLL1** realisiert werden, während die sehr langsame Phase-locked Loop **PLL2** eine Grobeinstellung der Frequenz bewirkt.

Eine Anwendung dieser Erfindung ist der Standard „Bluetooth“ zur drahtlosen Kommunikation über kurze Entfernungen. Dort wird das Frequency Hopping Verfahren angewendet. Die Anforderungen an das Phasenrauschen sind dort nicht allzu hoch, was eine integrierte CMOS-Lösung möglich macht.

In der vorliegenden Beschreibung wurde anhand konkreter Ausführungsbeispiele ein Oszillator mit veränderbarer Induktivität erläutert. Es sei aber vermerkt, dass die vorliegende Erfindung nicht auf die Einzelheiten der Beschreibung in den Ausführungsbeispielen beschränkt ist, da im Rahmen der Ansprüche Änderungen und Abwandlungen beansprucht werden.



Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlsdorfer Straße 25 g \* 14778 Jeserig

[11P 182 (1) Anspr. 1]

## Patentansprüche

1. Oszillator mit einem LC-Schwingkreis nach Patentanmeldung DE 199 25 742, **dadurch gekennzeichnet**, dass mindestens einer Induktivität ( $L_1$ ) über eine mit der Oszillatorfrequenz betätigte Schaltvorrichtung ( $S_v$ ) eine weitere Induktivität ( $L_2$ ) periodisch in Reihe schaltbar ist und dass ein Steuereingang ( $V_{con}$ ) der Schaltvorrichtung ( $S_v$ ) an eine veränderbare Gleichspannung  $U_{con}$  angeschlossen ist.
2. Oszillator nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass mehreren Induktivitäten ( $L_1$ ) über je eine steuerbare Schaltvorrichtung ( $S_v$ ) eine weitere Induktivität ( $L_2$ ) periodisch in Reihe schaltbar ist.
3. Oszillator nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass die steuerbaren Schaltvorrichtungen ( $S_v$ ) periodisch einen leitenden und anschließend einen nichtleitenden Zustand aufweisen.
4. Oszillator nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die steuerbaren Schaltvorrichtungen ( $S_v$ ) durch eine veränderbare Steuerspannung  $U_{con}$  steuerbar sind.
5. Oszillator nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Verhältnis der Dauer des leitenden Zustandes und der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen ( $S_v$ ) innerhalb einer Schwingungsperiode des Oszillators in Abhängigkeit von dem Wert der Steuerspannung  $U_{con}$  veränderbar ist.

6. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass entsprechend dem Verhältnis der Dauer des leitenden Zustandes und der Dauer des nichtleitenden Zustandes der Schaltvorrichtungen ( $S_V$ ) innerhalb einer Schwingungsperiode des Oszillators die zeitgemittelte, wirksame Induktivität in Abhängigkeit von dem Wert der Steuerspannung  $U_{con}$  veränderbar ist.
7. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die steuerbaren Schaltvorrichtungen ( $S_V$ ) Schalttransistoren, insbesondere MOSFET, sind.
8. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Gate-Anschlüsse ( $G$ ) der MOSFET an den Eingang ( $V_{con}$ ) der Steuerspannung  $U_{con}$  geschaltet sind.
9. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Source-Anschlüsse ( $S$ ) der MOSFET an die Oszillatorfrequenz führende Teile der Schaltungsanordnung geschaltet sind.
10. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Oszillator in einer CMOS- oder bipolaren Technologie ausgeführt ist.
11. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Oszillator in Frequenzsynthesizern für Breitbandssysteme sowie für Multibandanwendungen und für die Takterzeugung und Taktrückgewinnung in Hochgeschwindigkeitsschaltungen, wie beispielsweise Mikroprozessoren und Speichern, Anwendung findet.
12. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass zusätzlich zur spannungsgesteuerten Veränderung der Induktivität eine spannungsgesteuerte Veränderung der Kapazität im Schwingkreis integriert ist.

13. Oszillator nach Anspruch 12, **dadurch gekennzeichnet**, dass die spannungsgesteuerte veränderliche Kapazität mittels mindestens einer veränderbaren Kapazitätsdiode, insbesondere mittels zweier p-MOSFET  $M_1, M_2$  realisiert ist, wobei die wirksame Kapazität von einer Spannung  $U_{tune}$  an einem Eingang  $V_{tune}$  abhängt.
14. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Eingang  $V_{tune}$  des Oszillators **VCO** mit dem Ausgang einer Phase-locked Loop **PLL** und der Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators **VCO** mit dem Eingang der Phase-locked Loop **PLL** verbunden ist.
15. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Rauschen der induktiven Kontrollspannung am Eingang  $V_{con}$  mittels einer großen Kapazität zwischen dem Eingang  $V_{con}$  und der Masse abgeblockt wird.
16. Oszillator nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Eingang  $V_{tune}$  des spannungsgesteuerten Oszillators **VCO** ist mit dem Ausgang der Phase-locked Loop **PLL1** verbunden ist und der Eingang  $V_{con}$  des spannungsgesteuerten Oszillators **VCO** an den Ausgang der Phase-locked Loop **PLL2** angeschlossen ist.

B 28 04 00

Belegexemplar  
Dort nicht gezeichnet worden

Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlisdorfer Straße 25g \* 14778 Jeserig

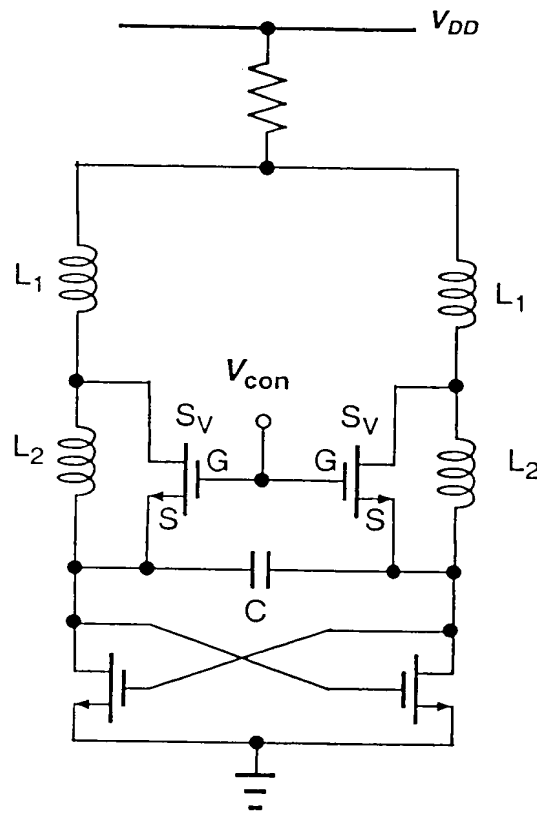


Fig. 1

B 25 84 00

Patentamt  
Bonn

Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlisdorfer Straße 25g \* 14778 Jeserig

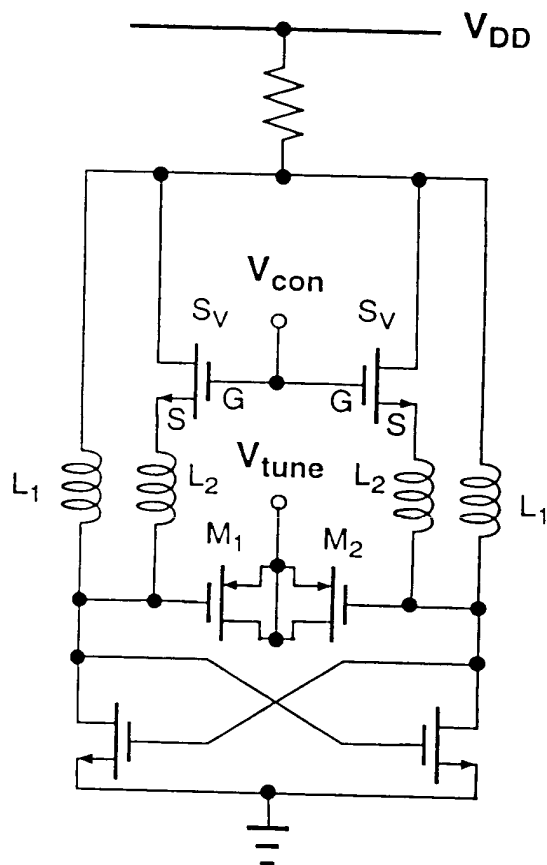


Fig. 2

B 28.04.00

Telefonat  
Der Herr Rechtsanwalt

Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlsdorfer Straße 25g \* 14778 Jeserig

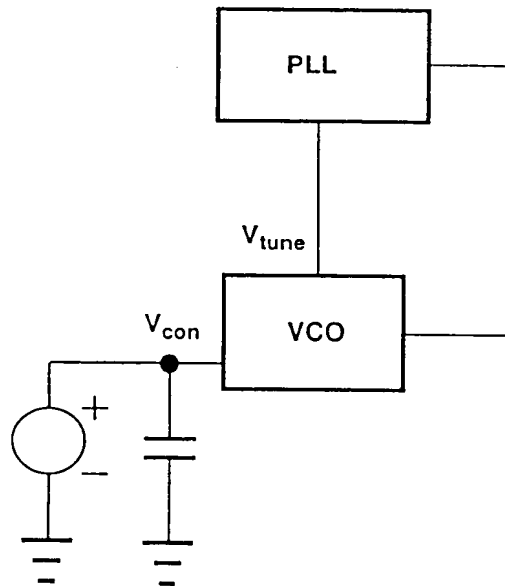


Fig. 3

B 28 84 00

Patentamt  
B 28 84 00  
Der Herr Geschäftsführer

Wolfgang Heitsch \* Patentanwalt \* Göhlisdorfer Straße 25g \* 14778 Jeserig

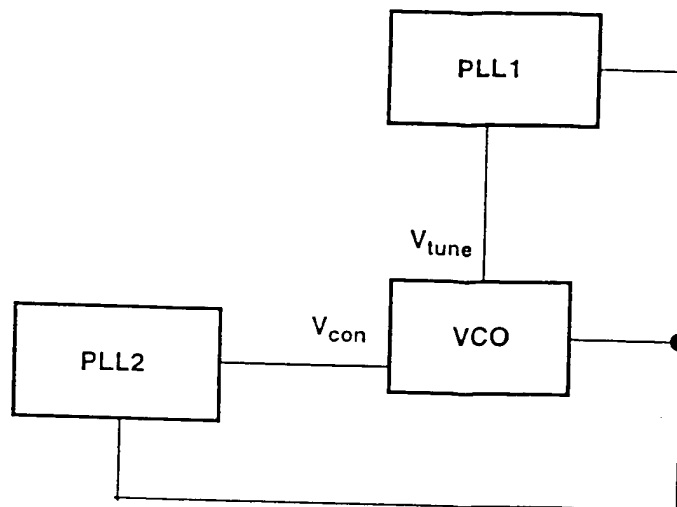


Fig. 4